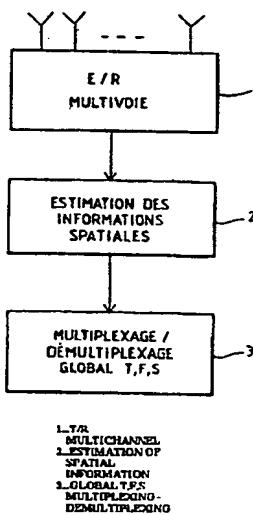




## DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIEE EN VERTU DU TRAITE DE COOPERATION EN MATIERE DE BREVETS (PCT)

|  |  |  |  |  |  |
|--|--|--|--|--|--|
| (51) Classification internationale des brevets <sup>6</sup> :<br><br>H04B 7/04   |  | A1   | (11) Numéro de publication internationale: <b>WO 97/08849</b><br><br>(43) Date de publication internationale: 6 mars 1997 (06.03.97) |  |  |
| (21) Numéro de la demande internationale: PCT/FR96/01307   |  | (74) Mandataire: THOMSON-CSF SCPI; Boîte postale 329, F-92402 Courbevoie Cédex (FR).   |  |  |  |
| (22) Date de dépôt international: 22 août 1996 (22.08.96)  |  | (81) Etats désignés: CA, HU, JP, KR, NO, RU, US, brevet européen (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).   |  |  |  |
| (30) Données relatives à la priorité:<br>95/09975 22 août 1995 (22.08.95) FR<br>95/09976 22 août 1995 (22.08.95) FR  |  | Publiée<br><i>Avec rapport de recherche internationale.<br/>Avant l'expiration du délai prévu pour la modification des revendications, sera republiée si de telles modifications sont reçues.</i>  |  |  |  |
| (71) Déposant ( <i>pour tous les Etats désignés sauf US</i> ): THOMSON-CSF [FR/FR]; 173, boulevard Haussmann, F-75008 Paris (FR).  |  | (72) Inventeurs; et<br>(75) Inventeurs/Déposants ( <i>US seulement</i> ): THIBAULT, Joël [FR/FR]; Thomson-CSF SCPI, Boîte postale 329, F-92402 Courbevoie Cédex (FR). CHEVALIER, Pascal [FR/FR]; Thomson-CSF SCPI, Boîte postale 329, F-92402 Courbevoie Cédex (FR). PIPON, François [FR/FR]; Thomson-CSF SCPI, Boîte postale 329, F-92402 Courbevoie Cédex (FR). MONOT, Jean-Jacques [FR/FR]; Thomson-CSF SCPI, Boîte postale 329, F-92402 Courbevoie Cédex (FR). MULTEDO, Gilbert [FR/FR]; Thomson-CSF SCPI, Boîte postale 329, F-92402 Courbevoie Cédex (FR). |  |  |  |
| (54) Titre: METHOD AND DEVICE FOR SPATIAL MULTIPLEXING-DEMULTIPLEXING OF RADIO SIGNALS FOR AN SDMA MOBILE RADIO SYSTEM   |  |  |  |  |  |
| (54) Titre: PROCEDE ET DISPOSITIF DE MULTIPLEXAGE/DEMULTIPLEXAGE SPATIAL DE SIGNAUX RADIOPHYSIQUES POUR SYSTEME RADIO MOBILE SDMA  |  |  |  |  |  |
| (57) Abstract  |  |  |  |  |  |
| <p>The method of the invention, which uses a multichannel transmitter and receiver (1) integrated in a base station and coupled to an antenna array, includes, for digital radio signals containing previously known or non Gaussian sequences and arranged in frames, estimating (2) the spatial information about each mobile unit on the basis of the signal received by the receiver for the reception and transmission frequencies, by means of said known sequences or by means of blind source separation methods, and, from this information, isolating (3) by spatial filtering in the presence of multiple channel paths the respective paths of each mobile unit with a power above a predetermined threshold, in order to provide spatial demultiplexing, and simultaneously transmitting in the direction of the main path of each mobile unit the signal intended for it, while protecting each mobile unit from signals transmitted in the direction of other mobile units by spatial filtering with cancelling constraints, in order to provide spatial multiplexing. The invention is useful for cellular radio communications.</p>               |  |  |  |  |  |
| (57) Abrégé  |  |  |  |  |  |
| <p>Le procédé selon l'invention consiste, au moyen d'un récepteur et d'un émetteur multivoie (1) intégrés dans une station de base et couplés à une base d'antennes, pour des signaux radioélectriques numériques comportant des séquences connues à priori ou non gaussiennes organisées en trames: à estimer (2) l'information spatiale relative à chaque mobile à partir du signal reçu par le récepteur, pour les fréquences de réception et d'émission, en exploitant les séquences connues à priori ou au moyen de méthodes de séparation de sources en aveugle, et à partir de cette information, à isoler (3) par filtrage spatial, en présence de multitrajets dans le canal, les trajets respectifs à chaque mobile dont la puissance est supérieure à un seuil déterminé, pour permettre le démultiplexage spatial, et à émettre simultanément en direction du trajet principal de chaque mobile le signal qui lui est destiné, en protégeant chaque mobile vis-à-vis des signaux émis vers les autres par filtrage spatial avec des contraintes d'annulation pour permettre le multiplexage spatial. Application: radiocommunications cellulaires.</p> |  |  |  |  |  |



1...  
 2...  
 3...

1...  
 2...  
 3...

1...  
 2...  
 3...

1...  
 2...  
 3...

PROCEDE ET DISPOSITIF DE MULTIPLEXAGE/DEMULTIPLEXAGE SPATIAL DE SIGNAUX  
RADIOELECTRIQUES POUR SYSTEME RADIO MOBIL SDMA

5           La présente invention concerne un procédé et un dispositif de multiplexage/démultiplexage spatial de signaux radioélectriques organisés en trames et transmis en duplex sur un même canal fréquentiel et temporel ne nécessitant pas de calibration. Elle s'applique, en particulier, aux radiocommunications cellulaires entre au moins une station de base et  
10           plusieurs mobiles.

          Avec l'accroissement constant de la demande de communications mobiles et la limitation du nombre de canaux alloués aux opérateurs des réseaux de radiocommunications cellulaires, les problèmes de saturation vont devenir cruciaux dans les années à venir.

15           Des techniques classiques permettent actuellement de multiplexer les communications en fréquence (AMRF), en temps (AMRT), ou en code (AMRC).

          L'AMRF (Accès Multiple à Répartition de Fréquence) consiste à allouer à chaque communication une paire de fréquences (une pour la voie  
20           descendante et une pour la voie montante). Toute seule, cette technique très simple de multiplexage n'offre quasiment pas de perspective d'amélioration de l'efficacité spectrale.

          L'AMRT (Accès Multiple à Répartition dans le Temps) consiste à allouer à chaque communication un intervalle temporel précis. Seule, cette  
25           technique, déjà optimisée pour amélioration de l'efficacité spectrale dans le cadre de la transmission de phonie par exploitation des silences présents sur le signal de parole, laisse entrevoir peu d'amélioration supplémentaire sur ce plan.

          L'AMRC (Accès Multiple à Répartition dans les Codes) consiste à  
30           allouer à chaque communication un code, définissant une loi de saut en fréquence sur des intervalles de temps courts. Même si elle permet une certaine augmentation de l'efficacité spectrale (saturation progressive par dégradation du signal et non brutale par interruption du service comme dans le cas des deux techniques précédentes), cette méthode reste lourde et  
35           chère à mettre en oeuvre.

d'antennes pour l'azimut, le site et la fréquence porteuse de l'onde électromagnétique incidente émise par une source. Cette information est ensuite exploitée par le traitement de multiplexage spatial.

Pour la deuxième méthode, les techniques de séparation à l'ordre

- 5 2 utilisant la cyclostationnarité imposent sur les signaux à séparer soit des différences de rythmes symbole soit des décalages de fréquences porteuses pour fonctionner. Ces limitations rendent ces techniques inadaptées aux configurations de canaux formés dans des radiocommunications entre une station de base et des mobiles présentant
- 10 des multitrajets décorrélés qui sont non séparables par les méthodes précédentes et donc non opérationnelles dans la plupart des zones urbaines.

Enfin, les techniques de traitement d'antenne mentionnées précédemment, mettent en œuvre pour séparer les différents signaux reçus

- 15 une structure de filtrage dite purement spatiale constitue d'un gain complexe par voie de réception. Les capacités d'antibrouillage de ce type de structure en terme de nombre de brouilleurs indépendants réjectables (deux trajets décorrélés issus d'une même source constituent deux brouilleurs indépendants) sont sous-optimales. En effet, le filtre spatial s'adapte sur un
- 20 trajet utile suivi par une source et rejette tous les autres trajets, aussi bien les trajets utiles décorrélés suivis par cette source que les trajets suivis par les signaux brouilleurs.

Dans la suite de la description, les termes "capteurs" et "antennes" seront utilisés indifféremment ainsi que les termes

- 25 "multicapteurs", "multivoie", et "réseau multicapteur" et base d'antennes", sachant d'autre part qu'une base d'antennes, ou réseau multicapteur, forme un nombre de voies de transmission égal au nombre d'antennes, ou de capteurs.

L'invention a pour but de pallier les imperfections et limitations

- 30 des méthodes précitées.

A cet effet, l'invention a pour objet un procédé de multiplexage/démultiplexage spatial de signaux radioélectriques organisés en trames et transmis en duplex entre au moins une station de base et plusieurs mobiles communiquant sur un même canal fréquentiel et temporel

différents signaux mobiles, d'appliquer une méthode de séparation de sources en aveugle ne nécessitant ni la maîtrise du front d'onde ni connaissance à priori sur la forme d'onde (méthode transparente). Le procédé selon la première variante à l'invention exploite pour cela le 5 caractère non Gaussien des signaux sources. Cette hypothèse est vérifiée pour la plupart des modulations utilisées dans les communications radio analogiques ou numériques notamment pour les modulations à enveloppe constante.

Un avantage de la deuxième variante à l'invention est de 10 permettre, pour la réalisation du multiplexage spatial de transmissions radio entre plusieurs mobiles et une station de base, des techniques d'adaptation de filtres spatiaux ou spatio-temporels sur réplique (séquence d'apprentissage) jusqu'à présent essentiellement mises en œuvre pour la lutte anti-brouillage dans les systèmes de radiocommunication de défense. 15 La plupart des systèmes de radiocommunications cellulaires numériques utilisent, pour notamment des besoins de synchronisation et d'égalisation, des séquences d'apprentissage insérées dans des formes d'ondes organisées en trames. L'utilisation de cette information, connue a priori, permet la mise en œuvre de traitements plus performants et moins 20 contraignants au niveau des modulations utilisées que les techniques dites "transparentes".

Parmi les méthodes décrites ci-après, lors de la description de la deuxième variante, celles mettant en œuvre des structures de filtrage spatio-temporelles (un filtre FIR par voie, abréviation anglo-saxonne pour 25 "Finite Impulsional Response"), permettent en présence de multitrajets, d'augmenter les capacités de réjection des signaux brouilleurs et d'optimisation de taux d'erreur après démodulation d'un système multivoie par rapport aux structures de filtrage bande étroite (un coefficient par voie) ; la maîtrise du front d'onde n'est pas nécessaire, ce qui permet d'utiliser une 30 base d'antennes non calibrée ; et les modulations compatibles de ces méthodes englobent toutes les modulations numériques y compris les formes d'ondes gaussiennes.

D'autres avantages et caractéristiques de la présente invention apparaîtront plus clairement à la lecture de la description qui suit et des 35 figures annexées qui représentent :

Sur les figures, les éléments homologues sont désignés par le même repère.

Le procédé selon la première variante à l'invention dont les principales étapes sont illustrées à la figure 1 consiste, à partir d'une émission/réception multivoie 1, à estimer 2 les informations spatiales concernant chaque source mobile active présente dans la cellule aux deux fréquences, supports de l'émission et de la réception alternativement, puis à partir de ces informations à réaliser un multiplexage/démultiplexage global 3 (temporel, fréquentiel et spatial) optimal des communications.

10 L'information spatiale caractérisant un mobile est définie par les vecteurs directeurs des multitrajets du signal reçu sur la base d'antennes.

Ces vecteurs directeurs représentent la réponse (amplitude et phase) de la base d'antennes à un signal incident suivant un azimut caractéristique de la position de la source.

15 L'estimation 2 des vecteurs directeurs de chaque source utilise des signaux reçus de la source d'intérêt en configuration mono-émission. Autrement dit dans la forme d'onde organisée en trames, une plage temporelle périodique, appelée par la suite "burst", est allouée à chaque mobile pour la réactualisation de son information spatiale. La méthode 20 appliquée pour cette estimation 2 exploite donc le caractère non gaussien des signaux sources à traiter et fonctionne parfaitement en l'absence de calibration de la base d'antennes. Par contre, compte-tenu de l'écart généralement important entre les fréquences des liaisons montantes (mobiles vers station de base) et descendantes (station de base vers 25 mobiles), l'estimation réalisée sur les signaux reçus et utilisée pour un filtrage spatial en réception n'est pas transposable pour le filtrage spatial en émission. C'est pourquoi, dans le procédé selon la première variante à l'invention une permutation périodique des groupes de fréquences des liaisons montantes et descendantes peut être effectuée de façon à 30 permettre l'apprentissage et la réactualisation de l'information spatiale également aux fréquences d'émission.

La plupart des stations de base gèrent plusieurs canaux fréquentiel en mode duplex et dans ce contexte le procédé selon la première variante à l'invention peut permettre d'assurer une gestion globale de ces 35 canaux à l'intérieur desquels le multiplexage spatial génère des

réseaux de communications radio cellulaires. Ces tâches de contrôle et de gestion sont assurées dans le dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon la première variante à l'invention par le module de traitement numérique 12.

5 La séparation, au niveau de la station de base, des signaux en provenance ou à destination des différents mobiles "actifs" c'est-à-dire en communication avec la station de base, dans une cellule déterminée, implique l'acquisition et la réactualisation de l'information spatiale spécifique de chaque mobile et nécessite pour cela une synchronisation des  
10 traitements.

Pour réaliser cette fonction, le procédé selon la première variante à l'invention s'appuie sur une forme d'onde de type AMRT avec une segmentation temporelle du canal : le signal reçu par la station de base, ainsi que le montre la figure 3, est organisé en trames, trame #1 à trame #K,  
15 comportant chacune un nombre déterminé M de "bursts". Chaque "burst", classiquement alloué à un utilisateur grâce au multiplexage spatial est partagé par plusieurs communications à l'exception d'un "burst" par trame qui reste alloué spécifiquement à un mobile. Ces "bursts" périodiques dénommés "bursts" de localisation AMRS sont donc alloués successivement  
20 à tous les canaux spatio-temporels potentiellement utilisables sur le canal fréquentiel (par canal fréquentiel est sous-entendu une paire de fréquences émission/réception).

La structure d'une "supertrame", apparaissant sur la figure 3, correspond à la période de réactualisation de l'information spatiale de tous  
25 les canaux spatio-temporels soit un nombre K de trames égal au double du nombre de ces canaux (pour chaque canal spatio-temporel, l'information spatiale est acquise sur deux trames : une pour chacune des fréquences du canal fréquentiel).

30 Suivant la durée de la "supertrame" en regard de la stationnarité de l'information spatiale, cette méthode doit être adaptée en allouant par exemple plus d'un "burst" par trame à la localisation AMRS pour réduire la période de réactualisation.

Il est évident que le choix du nombre de "bursts" de localisation par trame se répercute directement sur les capacités du système.

$\hat{S}$  estimé par l'estimateur AMRS 14 et après contrôle par le contrôleur AMRS 13.

En émission, les modulateurs 11i, MOD #1 à MOD #3, délimités par une ligne fermée discontinue, reçoivent respectivement des données 5 issues du réseau de stations de base, à émettre en direction des mobiles. Chaque signal modulé est injecté respectivement à l'entrée de chaque filtre spatial  $W_1$ ,  $W_2$  et  $W_3$  en émission constituant le multiplexeur spatial 10 délimité par une ligne fermée discontinue.

De la même façon qu'en réception, une réactualisation du poids 10 en émission des coefficients des filtres spatiaux  $W_1$ ,  $W_2$  et  $W_3$  est effectuée à partir du même vecteur directeur  $\hat{S}$  estimé par l'estimateur AMRS 14 et contrôlé par le contrôleur AMRS 13. Les sous-canaux sortant respectivement de chaque filtre spatial  $W_1$ ,  $W_2$  et  $W_3$  sont sommés puis émis après transposition en fréquence intermédiaire  $F_1$  dans l'émetteur 15 multivoie 9 délimité par une ligne fermée discontinue.

Le filtre spatial adapté à l'émission vers un mobile déterminé est calculé à partir de son vecteur directeur  $\hat{S}$  estimé sur le signal reçu. La nécessité d'éloigner suffisamment les fréquences d'émission et de réception notamment pour autoriser l'utilisation d'une base d'antennes commune pour 20 les deux sens de transmission émission/réception peut rendre inutilisable en émission les vecteurs directeurs des sources estimés sur le signal reçu.

Pour résoudre ce problème, une permutation des fréquences d'un même canal fréquentiel (émission/réception) est opérée par le procédé 25 selon la première variante à l'invention, aboutissant au niveau de la station de base à une permutation globale des sous-bandes allouées aux liaisons montantes et descendantes. Cette permutation réalisée au rythme trame permet l'estimation de l'information spatiale sur la fréquence utilisée en émission avec une trame de décalage par rapport à la réception, ce qui signifie que dans la "supertrame" deux "bursts" de localisation consécutifs 30 sont utilisés pour effectuer une estimation complète de l'information spatiale sur chaque canal spatio-temporel. Un contrôleur de permutation 16 des fréquences est décrit dans la suite de la description en regard de la figure 8.

Avec le multiplexage spatial, chaque canal, classiquement défini comme le support fréquentiel et temporel d'une transmission entre une 35 station de base SB et un mobile, se décompose en sous-canaux spatiaux.

d'affectation de canal sont appliqués suivant un algorithme d'affectation déterminé.

Son principe en est le suivant : une réactualisation de la répartition des mobiles sur les différents canaux de la cellule est effectuée 5 toutes les deux trames après analyse des deux "bursts" de localisation alloués à chaque mobile successivement sur les deux fréquences du canal duplex.

Si les dernières informations spatiales mesurées sont associées à un mobile entrant dans la cellule, le contrôleur AMRS applique au 10 nouveau mobile p le test d'admission suivant :

pour que le mobile p soit admis sur le canal non saturé Cn, il faut et il suffit que quelque soit le mobile x déjà présent sur l'un des sous-canaux spatiaux de Cn :

15  $CS_{xp} < \text{Seuil}$  (2)

si cette condition n'est remplie sur aucun canal non saturé (par rapport à ces capacités potentielles, c'est à dire au nombre maximal de sous-canaux spatiaux) alors le mobile ne peut être pris en charge par la 20 station de base.

Dans le cas contraire, le mobile est admis sur le canal Cn tel que :

25  $\text{Max}_{x \in C_n} (CS_{px}) = \text{Min}_{i=1,2,\dots,\text{NbCan}} [\text{Max}_{y \in C_i} (CS_{py})]$  (3)

Si les dernières informations spatiales mesurées sont associées à un mobile p déjà présent sur la cellule, alors le contrôleur AMRS commence par vérifier si le mobile reste suffisamment décorrélés 30 spatialement des autres mobiles présents sur le même canal par application du test suivant :

$CS_{xp} < \text{Seuil}$  pour tout mobile x du canal Cn (4)

si cette condition est remplie, l'affectation des canaux n'est pas 35 modifiée. Dans le cas contraire, le moyen de contrôle AMRS teste la

Dans une première étape, le tarage de la chaîne de réception 17i de chaque voie i comportant des moyens de transposition de fréquence, de filtrage, d'amplification et de conversion analogique/numérique, est réalisée par injection en amont de la chaîne de réception 17i d'un signal de tarage, 5 puis adaptation des coefficients d'un filtre d'égalisation 18i couplé à la sortie de la chaîne de réception 17i (sauf la première prise comme référence) permettant de compenser la dispersion des réponses impulsionnelles des différentes voies i, par un analyseur de tarage 19 commun à toutes les voies i formées par la base d'antennes 4.

10 Dans une deuxième étape, le tarage de la chaîne d'émission 20i de chaque voie i comportant des moyens de conversion numérique/analogique, d'amplification, de filtrage et de transposition de fréquence, est réalisée de façon analogue, en injectant également un signal de tarage en amont de la chaîne d'émission 20i. Une partie du signal émis 15 est réinjectée sur la chaîne de réception 17i, préalablement tarée, via un coupleur résistif 21i. Enfin, un filtre d'égalisation 22i couplé en entrée de la chaîne d'émission 20i est adapté suivant le même principe que celui de la chaîne de réception 17i.

Sur cette figure est également représenté le contrôleur 16 de la 20 permutation des fréquences. Un commutateur deux voies assure l'émission et la réception respectivement à la fréquence basse  $F_b$ , et la fréquence haute  $F_h$  du signal reçu. Ces deux fréquences  $F_b$  et  $F_h$  étant séparées au moyen d'un duplexeur 24i disposé entre le coupleur résistif 21i et le commutateur deux voies 23i. Le contrôleur 16 de permutation des 25 fréquences  $F_b$  et  $F_h$  est couplé aux chaines émission et réception 20i et 17i de chaque voie i, à l'analyseur de tarage 19 et au commutateur deux voies 23i.

Un premier commutateur une voie 25i disposé à l'entrée de la chaîne de réception 17i reçoit sur une première entrée le signal de tarage 30 réception, sur une deuxième entrée le signal prélevé par le coupleur résistif 21i et sur une troisième entrée le signal réception à la fréquence basse  $F_b$  ou fréquence haute  $F_h$  en fonction de la position du commutateur deux voies 23i.

Un deuxième commutateur une voie 26i est couplé en sortie du 35 filtre d'égalisation de réception 18i et commande le tarage en réception.

$$\begin{cases} \rho_{\text{out}} = f(\rho_{\text{in}}) \\ \theta_{\text{out}} = \theta_{\text{in}} + g(\rho_{\text{in}}) \end{cases} \quad (10)$$

les fonctions de pré-correction  $f'$  et  $g'$  établies après apprentissage des fonctions  $f$  et  $g$  sont définies par :

5

$$\begin{cases} f' = G \cdot f^{-1} \\ g' = -f' \cdot \log \end{cases} \quad (11)$$

où  $G$  désigne un éventuel gain fixe de l'ensemble filtre de pré-correction + amplificateur.

10 La technique mise en oeuvre pour estimer l'information spatiale des sources mobiles est l'une des clés essentielles de cette première variante à l'invention. Cette technique très prometteuse dite de "séparation de sources en aveugle" exploite donc le caractère non gaussien et indépendant des signaux à séparer.

15 La séparation de sources en aveugle permet de prendre en compte des multitrajets corrélés ou non temporellement dans l'estimation des vecteurs directeurs, ce qui n'est pas le cas des techniques classiquement appliquées en goniométrie haute résolution ni celui des techniques de séparation exploitant la cyclostationnarité.

20 Les multitrajets corrélés (temporellement) sont intégrés dans un seul vecteur directeur composite tandis que les multitrajets décorrélés sont séparés par la méthode aboutissant à l'estimation d'un vecteur directeur par trajet indépendant.

25 Il est rappelé que l'algorithme d'estimation de l'information spatiale est appliqué à des signaux en configuration mono-émission (sur les "bursts" de localisation).

Les traitements se décomposent comme suit :

- estimation de l'espace source (associés aux multitrajets décorrélés temporellement),

30

- blanchiment des signaux sources, et
- estimation des vecteurs directeurs blanchis.

L'estimation de l'espace source est effectué via une décomposition en vecteurs propres, valeurs propres (méthode QR, de

si on pose  $z = H_{mc}^+ \cdot y$  (16)

5 COMON propose comme estimateur de  $H$  la matrice unitaire  $H_{mc}$  minimisant la somme de tous les carrés des modules des cumulants croisés d'ordre 4 de  $z$ , ce qui revient à trouver la matrice  $H_{mc}$  maximisant le facteur de contraste défini par COMON à savoir :

$$10 C_{com} = \sum_{i=1}^M |Cum(z_i(t), z_i(t)^*, z_i(t)^*, z_i(t))|^2 \quad (17)$$

(méthode détaillée dans l'article de P. COMON : "Independent Component Analysis - Signal Processing", Vol. 36, N° 3, Special Issue On Higher Order Statistics, pp 287-314, Avril 1994).

15 CARDOSO et SOULOUMIAC proposent comme estimateur de  $H$  la matrice  $H_{mc}$  minimisant la somme des carrés des modules des cumulants croisés d'ordre 4 de  $z$  ayant des premiers et seconds indices différents, ce qui revient à trouver la matrice  $H_{mc}$  maximisant la fonction  $C_{car-sou}$  :

$$20 C_{car-sou} = \sum_{i, k, l=1}^M |Cum(z_i(t), z_i(t)^*, z_k(t)^*, z_l(t))|^2 \quad (18)$$

(méthode détaillée dans l'article de J.F. CARDOSO et A. SOULOUMIAC "Blind Beamforming for Non Gaussian Signals", IEE Proc-F, Vol. 140, N° 6, pp 362-370, Décembre 1993).

25 L'estimation finale des vecteurs directeurs  $\hat{A}$  non branchis utilisés au niveau du filtrage spatial s'obtient simplement par application de la matrice inverse de la matrice de branchement :

$$\hat{A} = B^{-1} \cdot \hat{H} = U_S \cdot D_S^{1/2} \cdot \hat{H} \quad (19)$$

30 Pour le démultiplexage spatial en réception, le filtrage spatial consiste à optimiser pour chaque mobile le diagramme d'antenne en fonction de son information spatiale, c'est dire en formant des lobes dans la

$\sigma_i^2$ , le terme de bruit fictif rajouté pour rendre l'estimation plus robuste vis à vis des risques de réjection du signal utile, liés aux erreurs commises sur  $\hat{a}_i$  (le rajout de ce terme de bruit n'est pas crucial pour la méthode de séparation de source en aveugle, puisque les vecteurs sources 5 sont directement et donc précisément estimés à partir des signaux reçus alors que dans le cas de la goniométrie chaque vecteur directeur est déduit d'une estimation de direction d'arrivée via des tables de calibration), et

$Id$ , correspond à la matrice identité.

Pour le multiplexage spatial en émission, le principe du filtrage 10 spatial est de réaliser l'opération réciproque du filtrage spatial en réception, c'est à dire au lieu de séparer des signaux arrivant sur la base d'antennes suivant différents azimuts, il s'agit avec cette même base de générer un signal composite dont chaque composante adressée à un mobile particulier se propage suivant la direction définie par son vecteur directeur principal.

15 A la différence du filtrage en réception où, pour optimiser le rapport signal sur bruit, il est important de tenir compte de tous les multitrajets d'une même source, en émission il est préférable de ne focaliser l'énergie que dans la direction du multitrajet reçu le plus puissant.

20 L'application des pondérations aux signaux à émettre issus des différents modulateurs MOD#1 à #3 11i comme illustrée sur la figure 4b, s'écrit comme suit :

$$x = W \cdot m \quad (24)$$

25 avec :

$m = (m_1(t), m_2(t), \dots, m_M(t))$  signaux issus des  $M$  modulateurs,

$x = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t))$  signaux émis sur les  $N$  antennes,

$W$  matrice des vecteurs  $w_i$  ( $i=1$  à  $M$ ).

La méthode d'adaptation des coefficients du filtre spatial en 30 réception est théoriquement applicable en émission, mais en raison des erreurs résiduelles de tarage des voies en émission et en réception, des erreurs dites "de recopie" sont commises qui occasionnent des erreurs de pointage avec un mauvais positionnement des "trous" dans le diagramme de rayonnement et le risque au niveau de la réception par le mobile d'un 35 mauvais rapport Signal/Brouilleur sans possibilité de réjection.

$$\hat{a}_{jk} = D_k \cdot \hat{a}_j(\theta) \quad (28)$$

avec  $D_k$  matrice diagonale de déphasage dont les coefficients diagonaux sont de la forme :

5

$$d_k(i) = e^{j.k.(i-N).\Delta\varphi} \quad (29)$$

où :

10  $\Delta\varphi$  est un déphasage de l'ordre de quelques degrés à adapter en fonction de la base d'antennes 4,

15  $\Pi_j$  désigne la puissance de la source  $j$  considérée comme brouilleur dans ce cas, ce paramètre est fixé à une valeur proportionnelle à la profondeur du "trou" qu'il est nécessaire de former dans la direction du mobile  $j$  sur le diagramme de rayonnement (typiquement 30 dB au dessus du signal utile).

$\sigma_i^2$  est un terme de bruit ajouté pour régler la profondeur du "trou" dans le diagramme de rayonnement, son ajout a également pour conséquence de rendre la matrice  $R_{ji}$  inversible et d'éviter le recours à un calcul coûteux de matrice pseudo-inverse.

20 Selon la deuxième variante à l'invention un certain nombre d'opérations décrites précédemment, dans la première variante à l'invention, sont réalisées différemment et décrites ci-après. Il s'agit des opérations:

25 - d'estimation de l'information spatiale relative à chaque mobile qui sont effectuées au moyen de méthodes d'exploitation de séquences connues à priori

- d'isolation et de démodulation du signal reçu de chacun des mobiles en liaison avec la station de base pour permettre le démultiplexage spatial.

30 Le procédé selon la deuxième variante à l'invention est illustré par la figure 1 comme dans le cas de la première variante à l'invention. Le procédé consiste, à partir d'une émission /réception multivoie 1, à estimer 2 les informations spatiales concernant chaque source mobile active présente dans la cellule aux deux fréquences, supports de l'émission et de la réception alternativement, puis à partir de ces informations à réaliser un

appelée par la suite "burst", est allouée à chaque mobile pour la réactualisation de son information spatiale. La méthode appliquée pour cette estimation 2 exploite les séquences connues a priori et fonctionne parfaitement en l'absence de calibration de la base d'antennes. Par contre, 5 compte-tenu de l'écart généralement important entre les fréquences des liaisons montantes (mobiles vers station de base) et descendantes (station de base vers mobiles), l'estimation réalisée sur les signaux reçus et utilisée pour un filtrage spatial en réception n'est pas transposable pour le filtrage spatial en émission. C'est pourquoi, dans le procédé selon la première 10 variante à l'invention une permutation périodique des groupes de fréquences des liaisons montantes et descendantes peut être effectuée de façon à permettre l'apprentissage et la réactualisation de l'information spatiale également aux fréquences d'émission.

La plupart des stations de base gèrent plusieurs canaux 15 temps/fréquence en mode duplex et dans ce contexte le procédé selon la première variante à l'invention peut permettre d'assurer une gestion globale de ces canaux à l'intérieur desquels le multiplexage spatial génère des sous-canaux AMRS de façon à regrouper préférentiellement sur un même canal temps/fréquence les mobiles les plus décorrélés spatialement.

20 Pour chaque mobile, l'information spatiale estimée comporte un ou plusieurs vecteurs directeurs associés aux différents trajets détectés ainsi que la puissance relative de chacun des trajets. A partir de ces données concernant l'ensemble des mobiles dont les transmissions sont multiplexées ensemble, un filtre spatial est calculé en émission pour chaque 25 liaison avec comme contrainte de focaliser le diagramme de rayonnement en direction du trajet principal du signal utile et au contraire de trouver le diagramme de rayonnement en direction du trajet principal de chacun des signaux brouilleurs (dus aux transmissions avec les autres mobiles). Les signaux sont formés par sommation voie par voie des sorties des filtres de 30 multiplexage spatial.

Suivant les variantes mises en oeuvre à la deuxième variante à l'invention, l'ensemble démultiplexage spatial/démodulation permet :

- FAS-DFE : de prendre en compte le trajet utile principal et de rejeter les principaux trajets brouilleurs et les autres trajets utiles 35 décorrélés spatialement avec le trajet principal dans la limite des capacités

L'interface entre le contrôleur AMRS 13, l'estimateur AMRS 14 et les multiplexeur/démultiplexeur spatiaux émission et réception 10 et 7 est illustré, non pas par la figure 4b, mais par la figure 4a.

Suivant cette figure 4a, l'orientation des "bursts" est effectuée par 5 l'intermédiaire d'un commutateur 15 recevant sur une première entrée le signal reçu du récepteur 6 délimité par une ligne fermée discontinue, après transposition BF. Le commutateur 15 reçoit également sur une deuxième entrée un signal de contrôle CTRL délivré par la contrôleur AMRS 13. Il comporte une première, une deuxième et une troisième sorties 10 correspondant respectivement aux "burst" de localisation d'un mobile actif, au "burst" de trafic et au "burst" de localisation inutilisé (mobile inactif).

La première sortie est couplée à l'entrée de l'estimateur AMRS 14 estimant le vecteur directeur  $\hat{S}_i$  de la source  $i$  correspondant à un mobile actif  $i$  déterminé. La vecteur directeur estimé  $\hat{S}_i$  est injectée au contrôleur 15 AMRS 13. La deuxième sortie est inactive et la troisième sortie est couplée à l'entrée du démultiplexeur spatial/démodulateurs 7 et 8i. La troisième sortie est également utilisée pour la réactualisation des filtres spatio-temporels. Le démultiplexeur/démodulateur 7 et 8i comporte N filtres spatiaux ou spatio-temporels non représentés, recevant respectivement le 20 même nombre N de sous-canaux spatiaux contenu dans le "burst" trafic reçu. Les sorties des filtres spatiaux ou spatio-temporels sont couplées respectivement à l'entrée des démodulateurs 8i, et délivrent les données relatives aux mobiles sur le réseau de stations de base représenté sur la 25 figure par deux traits parallèles.

Une réactualisation des poids en réception de chaque coefficient 25 des filtres spatiaux ou spatio-temporels est réalisée à partir du vecteur directeur  $\hat{S}$  estimé par l'estimateur AMRS 14 et après contrôle par le contrôleur AMRS 13.

En émission, des modulateurs 11i MOD #1 à MOD #3, délimités 30 par une ligne fermée discontinue, reçoivent respectivement des données reçues du réseau de stations de base, à émettre en direction des mobiles. Chaque information modulée est injectée respectivement à l'entrée de chaque filtre spatial en émission, non représenté, du multiplexeur spatial 10 délimité par une ligne fermée discontinue.

Pour effectuer une affectation de canal, le procédé selon la deuxième variante à l'invention se base sur une table de corrélation spatiale inter-mobile dont un exemple est présenté sur la figure 7 de la même manière que selon la première variante à l'invention.

5 La figure 8 fournit un schéma fonctionnel d'un module de commutation et de tarage du dispositif pour la mise en œuvre du procédé selon la deuxième variante à l'invention. La description de la figure 8 est la même que celle effectuée pour la première variante à l'invention.

10 Un dispositif pour la mise en œuvre du procédé selon la deuxième variante à l'invention, schématisé par la figure 2, met en œuvre un procédé de synchronisation spécifique à cette variante.

15 La synchronisation du récepteur sur l'une des voies de transmissions pendant les phases de trafic (bursts de trafic AMRS) est réalisée en environnement brouillé (tous les mobiles partageant le même canal temps/fréquence émettant simultanément pendant les bursts de trafic).

Ces conditions de réception imposent la mise en œuvre d'un procédé de synchronisation plus performant que la synchronisation monocapteur classique (détecteur à seuil en sortie de filtrage adapté à la séquence d'apprentissage) inefficace dans ce contexte.

20 Le procédé de synchronisation selon la deuxième variante à l'invention a fait l'objet d'un brevet français déposé par la Demanderesse et publié sous le n° 2 715 588, intitulé : "Procédé et dispositif permettant à un modem de se synchroniser sur un transmetteur de données numériques par voie hertzienne en présence de brouilleur". Il est mis en œuvre par un 25 détecteur multicapteur optimal dans les conditions suivantes :

- bruit total (bruit de fond + brouilleurs) gaussien,
- bruit total circulaire (invariant par rotation),
- bruit total blanc temporellement (constant dans la bande, pas de multitrajet).

30 Ce détecteur a pour objet à chaque échantillon la prise de décision entre deux hypothèses :

$$\begin{aligned}
 H_0: \quad x(t) &= b(t) && \text{(bruit seul)} \\
 H_1: \quad x(t) &= d(t - \tau_0) \cdot c(t) + b(t) && \text{(bruit + signal)} \quad (30)
 \end{aligned}$$

$$\hat{r}_{xd}(n_0) = \frac{1}{K_e} \sum_{k=1}^{K_e} x(k+n_0) d(k)^* \quad (35)$$

L'information spatiale caractérisant la position de chaque mobile constitue un paramètre indispensable à l'adaptation des filtres de formation  
5 de voie en émission. Celle-ci est donc définie pour chacun des mobiles par le vecteur source associé à l'arrivée principale d'énergie sur la base d'antennes.

Cette information est estimée sur des "bursts" alloués spécifiquement et successivement à chaque mobile et donc en configuration  
10 mono-émission (non brouillée).

Pour la plupart des systèmes de radiocommunication cellulaire les modèles standard de canaux définissant des conditions de propagation "type" font état d'une réponse impulsionnelle discrète correspondant à un certain nombre de trajets. Par conséquent, pour l'estimation de l'information  
15 spatiale, la modélisation du signal reçu par la base d'antennes est la suivante :

$$x(t) = \sum_{i=1}^P m(t - t_i) a_i + b(t) \quad (36)$$

20 où :  $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$ , désigne le signal observé par la base d'antennes, "T" en exposant définit l'opération de transposition,  
m(t), désigne le signal émis,

P, désigne le nombre de trajets discrets et décorrélés temporellement représentant la réponse impulsionnelle du canal,

25  $a_i$ , désigne le vecteur directeur associé au trajet #i, plus précisément  $a_i$  intègre le produit de deux composantes :

- la réponse de la base d'antennes à un front d'onde incident d'azimut  $\theta$  et de site  $\phi$  (vecteur à N coefficients complexes),

30 - la réponse du canal au retard  $t_i$  associée au trajet #i (coefficient complexe),

Il existe d'autres alternatives possibles à cette méthode d'estimation de l'information spatiale qui sont compatibles du procédé objet de la deuxième variante à la présente invention, à savoir :

- estimation par séparation de sources en aveugle aux ordres supérieurs avec un domaine d'application limité aux signaux non gaussiens,
- goniométrie haute résolution (avec comme contrainte supplémentaire de disposer d'une base d'antennes calibrée).

L'étape de démultiplexage/démodulation en réception du procédé selon la deuxième variante à l'invention est différente de l'étape de démultiplexage/démodulation en réception du procédé selon la première variante à l'invention et consiste, au moyen d'une base d'antennes couplée à un récepteur multivoie et d'une unité de traitement numérique du signal, à séparer puis démoduler les différentes composantes du signal reçu, associées aux stations mobiles émettant simultanément et sur la même fréquence vers la station de base.

Plusieurs méthodes permettant un démultiplexage suivi d'une démodulation en réception selon la deuxième variante à l'invention sont décrites ci-après ainsi qu'une structure de filtre adaptée à chaque méthode.

Ces méthodes peuvent être mises en oeuvre à partir de deux types de filtrage : un filtrage spatial ou un filtrage spatio-temporel.

Elles mettent toutes en oeuvre deux traitements numériques consécutifs identiques, à savoir :

- un filtrage spatial ou spatio-temporel multivoie réalisant la séparation des différentes composantes du signal associées aux différents mobiles actifs et l'optimisation du rapport signal/bruit sur le symbole courant, et
- une égalisation/démodulation monovoie réalisant la suppression des interférences intersymboles et la prise de décision.

Elles ont en commun le fait qu'elles exploitent la connaissance a priori de séquences d'apprentissage contenues dans les trames du signal émis pour adapter les coefficients des filtres mis en oeuvre.

Trois structures permettant la mise en oeuvre de ces méthodes, déjà introduites précédemment, et qui sont rappelées ci-après.

Cette méthode de filtrage permet de rejeter N-1 sources de brouillage (les multitrajets décorrélés issus d'un même brouilleur sont autant de sources de brouillage à prendre en compte). En présence de multitrajets du signal utile, cette méthode n'est pas optimale car elle ne permet pas de 5 remettre en phase des trajets sur les différentes voies avant leur sommation. En contrepartie, sa mise en oeuvre ne nécessite pas de grande capacité de traitement.

Les deux variantes proposées d'adaptation des coefficients du filtre spatial de réception portent le nom de filtrage adapté spatial "estimé" 10 ou FAS "estimé", et de filtrage adapté spatial "réplique" consistent à réactualiser le filtre spatial pour isoler le signal du mobile i, suivant la formule :

- Pour le FAS "estimé" :

$$15 \quad w_i = (\hat{R}_x + \sigma_i^2 I)^{-1} \cdot \hat{a}_i \quad (41)$$

- Pour le FAS "réplique" :

$$20 \quad w_i = (\hat{R}_x + \sigma_i^2 I)^{-1} \cdot \hat{r}_{xd} \quad (42)$$

avec :

$w_i$ , le vecteur poids adapté à la séparation de la source i,

$$25 \quad \hat{R}_x = E[x(t) \cdot x^+(t)] = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x\left(\frac{k}{Fe}\right) \cdot x^+\left(\frac{k}{Fe}\right), \quad (43)$$

l'estimation de la matrice de corrélation des observations,

$$30 \quad \hat{a}_i = \sum_{p=1}^m \Pi_{ip} \hat{a}_{ip}, \quad (44)$$

le vecteur directeur composite du mobile i construit par sommation des vecteurs directeurs des multitrajets pondérés par leur puissances relatives,

avec  $R_b(t) = E[b(t_0), b^+(t_0 - t)]$  matrice de corrélation de la composante bruit+brouilleur.

L'estimation de cette expression n'est pas simple dans le cas général aussi la première méthode d'adaptation proposée (FAST-BBT) se place dans l'hypothèse restrictive d'un bruit blanc temporellement ce qui se traduit essentiellement concernant les signaux brouilleurs par les hypothèses suivantes :

- les signaux brouilleurs sont large bande ( $\geq$  bande du signal utile),
- 10 - les signaux brouilleurs sont monotrajet.

Le problème à résoudre est ainsi simplifié par la forme que prend la matrice de corrélation  $R_b$ .

15  $R_b(t) = R_b \delta(t)$  avec  $R_b$  constante. ( $\delta(t)$  correspond à la fonction de Dirac)

Si le domaine fréquentiel est pris en compte  $W$  s'écrit :

$$W(f) = R_b^{-1} G(f) \quad (48)$$

20

$R_b$  ne dépend plus de  $f$  et le problème se réduit aux estimations séparées de  $G$  et de  $R_b$ .

L'estimation du canal  $G$  consiste en  $N$  estimations indépendantes de canal sur signal monocapteur.

25

Soit  $g$  l'un des canaux à estimer, la modélisation monocapteur du signal reçu associé  $x(t)$  à l'instant de synchronisation trame et échantillonné deux fois par symbole est la suivante :

$$x(k) = g^T s(k) + b(k) \quad (49)$$

30

où :

$s(k) = [s(kT_e), s((k - 1)T_e), \dots, s(k - (L - 1)T_e)]$  désigne les échantillons de la séquence d'apprentissage connue ou réplique, et  $b(k)$ , l'échantillon de la composante bruit+brouilleur.

$$\hat{R}_b = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M b(t_0 + kT_e) b^+(t_0 + kT_e) \quad (55)$$

Plusieurs choix sont possibles pour estimer  $W$  notamment pour  
 5 estimer l'inverse de  $R_b$ . Parmi eux est proposée une méthode basée sur la décomposition en vecteurs propres/valeurs propres de  $R_b$ , à savoir :

$$R_b = U D U^+ \quad (56)$$

10 avec  $U$ , matrice des vecteurs propres orthonormés et  $D$  matrice diagonale des valeurs propres  $\lambda_i$ .

Après cette décomposition, l'expression de  $W$  dans le domaine fréquentiel devient :

$$15 \quad W(f) = U D^{-1} U^+ G(f) \quad (57)$$

Cette décomposition de  $W$  permet d'identifier les différentes étapes de traitements intervenant dans la structure de filtrage représentée sur la figure 11.

20 L'expression du signal filtré dans le domaine temporel devient donc :

$$y(t) = W^+(-t) x(t) \quad (58)$$

$$25 \quad \text{avec } W^+(-t) = G^+(-t) U^+ D^{-1} U \quad (59)$$

La méthode FAST-BBT-DFE qui vient d'être décrite se résume donc à un filtrage adapté sur chaque voie non pas sur le signal reçu directement mais après un prétraitement de blanchiment spatial de sa 30 composante : bruit de fond+brouilleur ; en bout de chaîne de traitement les voies ainsi constituées sont sommées après pondération de chaque voie par un coefficient inversement proportionnel au module de la valeur propre de la matrice de corrélation de la composante bruit+brouilleur associée.

Son principe consiste en l'optimisation conjointe d'un filtre spatio-temporel et de la partie récursive d'un égaliseur à décision dans la boucle (décision feedback equalizer, DFE) sur un critère global de minimisation de l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre la décision "soft" 5 en sortie d'égaliseur et soit la séquence d'apprentissage (en début de processus), soit la décision "hard" (par la suite).

Les différents éléments de cette structure et leur agencement sont représentés sur la figure 12.

Le signal en sortie d'égaliseur  $\bar{z}(t)$  (décision "soft") s'exprime 10 donc en fonction du signal multicapteur  $x(t)$  comme suit :

$$\bar{z}(n) = \sum_{k=1}^N W_k^+ x_k(n) - \sum_{l=1}^{N_{HR}} H_R * (l) \bar{z}(n-l) \quad (60)$$

où  $W_k$  désigne le filtre temporel appliqué sur la voie  $k$ ,  
15  $x_k(n) = [x_k(nT), x_k(nT + T_e), \dots, x_k(nT + (N_{HR} - 1) T_e)]^T$  désigne la mémoire du filtre  $W_k$  sur la voie  $k$ .

L'EQM, critère de minimisation adopté, s'exprime en fonction de l'expression précédente :

$$\xi = E \left[ |\bar{z}(t) - \hat{z}(t)|^2 \right] \quad (61)$$

Ce critère est estimé suivant le type de canal en présence :

- pour un canal stationnaire :

$$\hat{\xi}(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\bar{z}(i) - \hat{z}(i)|^2 \quad (62)$$

- pour un canal non stationnaire :

$$\hat{\xi}(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \lambda^{(n-i)} |\bar{z}(i) - \hat{z}(i)|^2 = \lambda \hat{\xi}(n-1) + |\bar{z}(n) - \hat{z}(n)|^2 \quad (63)$$

30 avec  $\lambda$  facteur d'oubli ( $0 < \lambda \leq 1$ ) à régler en fonction du degré de non stationnarité du canal.

- longueur de la séquence d'apprentissage,
- nombre de capteurs,
- moyens de traitement envisageables.

L'analyse de la méthode présentant le meilleur compromis  
5 coûts/performances doit être effectuée.

Le multiplexage spatial en émission selon la deuxième variante  
à l'invention suit le même principe que celui décrit dans le cas de la  
première variante à l'invention avec pour illustration la figure 4a à la place  
de la figure 4b.

10 La présente invention s'applique plus particulièrement aux  
stations de base bien que certains aspects du procédé selon l'invention qui  
vient d'être décrit puissent trouver des applications au niveau des mobiles  
notamment en ce qui concerne l'augmentation de leur sensibilité en  
réception.

15 Le principe de la première variante à la présente invention n'est  
pas limité à des mobiles mais peut s'appliquer également à des stations  
secondaires fixes déportées par rapport à la station de base.

16 L'égaliseur DFE mis en oeuvre dans la deuxième variante à la  
présente invention peut être remplacé par un égaliseur suivant le principe  
20 du maximum de vraisemblance mettant en oeuvre l'algorithme de Viterbi.

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce qu'il consiste pour optimiser l'efficacité du multiplexage et du démultiplexage spatial, à gérer l'affectation des canaux au niveau de l'ensemble des ressources fréquentielles et temporelles allouées à la station 5 de base en fonction des mouvements des mobiles, en utilisant un critère de corrélation spatiale entre mobiles intégrant les informations spatiales acquises sur les deux fréquences utilisées alternativement pour la transmission duplex.

10 5. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que le filtrage spatial en émission du signal, à destination d'un mobile déterminé, est adapté à partir d'une matrice de corrélation synthétique de signal bruit+brouilleurs, établie à partir de paires de brouilleurs fictifs disposés spatialement de part et d'autre des mobiles en 15 direction desquelles la station de base ne doit pas émettre ce signal, de façon à élargir les "trous" du diagramme de rayonnement en direction des brouilleurs et par conséquent à augmenter la tolérance du système aux erreurs de pointage consécutives aux erreurs résiduelles de tarage des voies d'émission et de réception.

20 6. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'il consiste à appliquer périodiquement une procédure de tarage des chaînes d'émission et de réception de chaque voie formée par la base d'antennes et de pré-correction d'amplification à l'émission afin 25 de limiter les erreurs de pointage en émission,

7. Dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce qu'il comporte:  
- une base d'antennes émission/réception (4) couplée à des 30 moyens de commutation et de tarage (5),  
- un récepteur multivoie (6) comportant des moyens de transposition de fréquence, d'amplification et de conversion analogique/numérique, couplé en sortie des moyens de commutation et de tarage (5),

- un commutateur en entrée (25i) et en sortie (26i) de la chaîne de réception (17i), un commutateur (27i) en entrée de la chaîne d'émission (20i) et un commutateur deux voies (23i) en sortie de la chaîne émission (20i), permettant au dispositif de passer dans les différents modes de 5 fonctionnement : tarage réception, tarage émission, émission/réception,

- un coupleur (21i) disposé entre l'antenne (Ai) et le commutateur deux voies (23i), permettant de prélever une partie du signal d'émission pour l'injecter à l'entrée de la chaîne de réception (17i) via le commutateur d'entrée (25i) de la chaîne de réception (17i),

10 et en ce qu'il comporte en commun pour toutes les voies (i) :

- un analyseur de tarage (19) permettant l'analyse des différents signaux de tarage arrivant sur les commutateurs d'entrée (27i) et de sortie (26i) respectivement des chaînes d'émission (20i) et de réception (17i), et permettant d'adapter les filtres d'égalisation (22i et 18i) des chaînes 15 d'émission et de réception (20i et 17i).

9. Dispositif selon la revendication 8, caractérisé en ce qu'un filtre de pré-correction (28i) de la chaîne d'émission (20i) est disposé entre le filtre d'égalisation (22i) de la chaîne d'émission (20i) et la chaîne 20 d'émission (20i).

10. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 7 à 9, caractérisé en ce qu'il comporte en outre, pour la permutation des fréquences émission et réception d'un même canal fréquentiel, un contrôleur 25 de permutation de fréquences (16i), couplé respectivement au récepteur (6) et à l'émetteur (9) multivoie, et aux moyens de commutation et de tarage (5).

11. Procédé de multiplexage/démultiplexage spatial de signaux radioélectriques numériques organisés en trames, comportant des 30 séquences connues a priori, et transmis en duplex entre au moins une station de base et plusieurs mobiles communiquant sur un même canal fréquentiel et temporel au moyen d'un récepteur et d'un émetteur multivoie (1) intégré dans la station de base et couplés à une base d'antennes, caractérisé en ce qu'il consiste :

18. Procédé selon la revendication 14, caractérisé en ce que le filtrage spatio-temporel est mis en œuvre par une structure FAST-DFE.

19. Procédé selon l'une quelconque des revendications 11 à 18,  
5 caractérisé en ce que l'estimation de l'information spatiale est effectuée en configuration mono-émission, sur des plages de temps périodiques, aménagées dans une structure de trame déterminée, et allouées spécifiquement à l'estimation de l'information spatiale de chaque mobile sur deux trames consécutives afin de prendre en compte les deux fréquences  
10 de la transmission duplex.

20. Procédé selon la revendication 19, caractérisé en ce que l'estimation de l'information spatiale est effectuée à partir de la valeur prise par une fonction de détection multivoie de la séquence connue a priori, à  
15 l'instant optimal de synchronisation correspondant à l'instant d'arrivée du trajet le plus puissant.

21. Procédé selon l'une quelconque des revendications 11 à 20, caractérisé en ce qu'il consiste à permuter à chaque trame les fréquences  
20 émission et réception pour permettre l'acquisition de l'information spatiale sur les deux fréquences lorsqu'elles sont trop éloignées pour que cette information soit transposable de l'une à l'autre,

22. Procédé selon l'une quelconque des revendications 11 à 21,  
25 caractérisé en ce qu'il consiste pour optimiser l'efficacité du multiplexage et du démultiplexage spatial, à gérer l'affectation des canaux au niveau de l'ensemble des ressources fréquentielles et temporelles allouées à la station de base en fonction des mouvements des mobiles, en utilisant un critère de corrélation spatiale entre mobiles intégrant les informations spatiales  
30 acquises sur les deux fréquences utilisées alternativement pour la transmission duplex.

23. Procédé selon l'une quelconque des revendications 11 à 22, caractérisé en ce que le filtrage spatial en émission du signal à destination  
35 d'un mobile déterminé est adapté à partir d'une matrice de corrélation

- un émetteur multivoie (9) comportant des moyens de conversion numérique/analogique, de transposition de fréquence et d'amplification, couplé en sortie du multiplexeur spatial (10), et

en ce qu'il comporte:

5 - un module de traitement numérique AMRS (12), comportant un contrôleur AMRS (13) et un estimateur (14) des vecteurs directeurs des trajets relatifs aux mobiles communiquant avec la station de base, permettant la réactualisation des poids des filtres spatiaux à l'émission et des filtres spatiaux ou spatio-temporels à la réception, la gestion des  
10 fréquences d'émission et de réception, et les commandes des moyens de communication et de tarage.

26. Dispositif selon la revendication 25, caractérisé en ce que les moyens de tarage comportent pour chaque voie (i) formée respectivement  
15 par chaque antenne de la base d'antennes (4) :

- un filtre d'égalisation du signal d'émission (22i) couplé en entrée de la chaîne d'émission (20i),  
- un filtre d'égalisation (18i) du signal de réception couplé en sortie de la chaîne de réception (17i),  
20 - un commutateur en entrée (25i) et en sortie (26i) de la chaîne de réception (17i), un commutateur (27i) en entrée de la chaîne d'émission (20i) et un commutateur deux voies (23i) en sortie de la chaîne émission (20i), permettant au dispositif de passer dans les différents modes de fonctionnement : tarage réception, tarage émission, émission/réception,  
25 - un coupleur (21i) disposé entre l'antenne (Ai) et le commutateur deux voies (23i), permettant de prélever une partie du signal d'émission pour l'injecter à l'entrée de la chaîne de réception (17i) via le commutateur d'entrée (25i) de la chaîne de réception (17i),  
et en ce qu'il comporte en commun pour toutes les voies (i) :  
30 - un analyseur de tarage (19) permettant l'analyse des différents signaux de tarage arrivant sur les commutateurs d'entrée (27i) et de sortie (26i) respectivement des chaînes d'émission (20i) et de réception (17i), et permettant d'adapter les filtres d'égalisation (22i et 18i) des chaînes d'émission et de réception (20i et 17i).

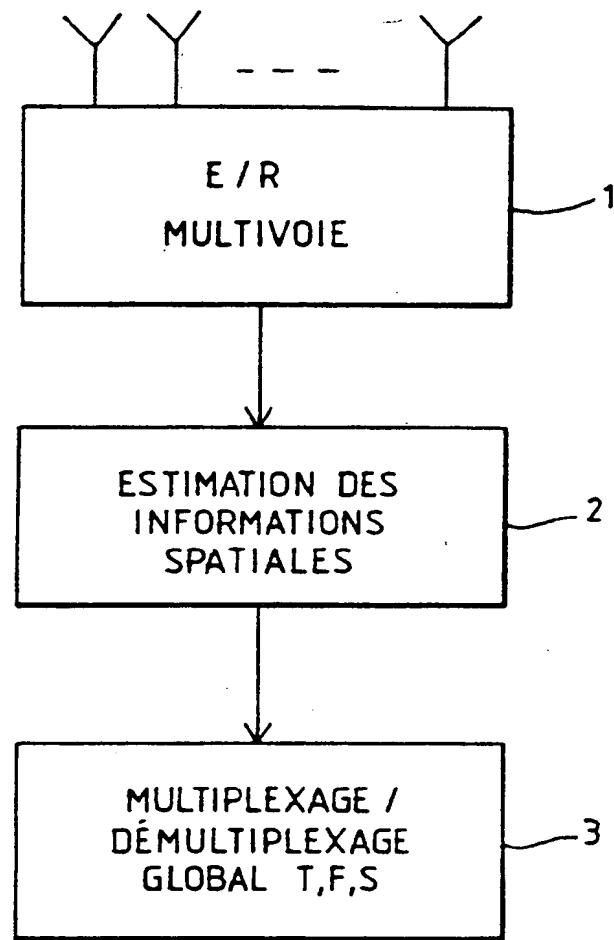


FIG.1

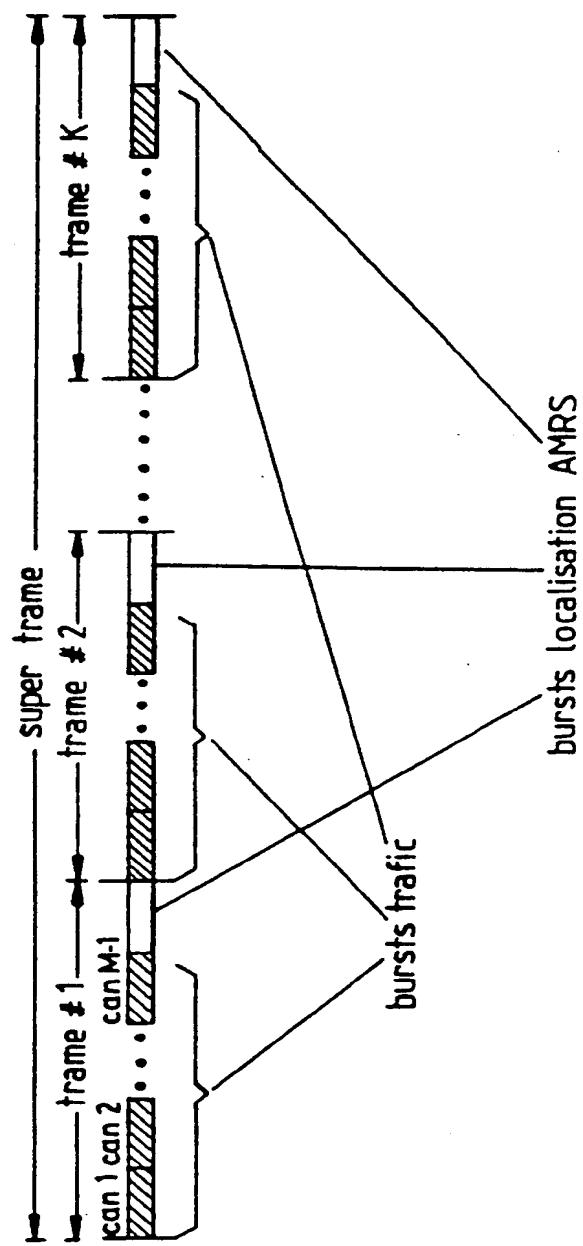


FIG. 3

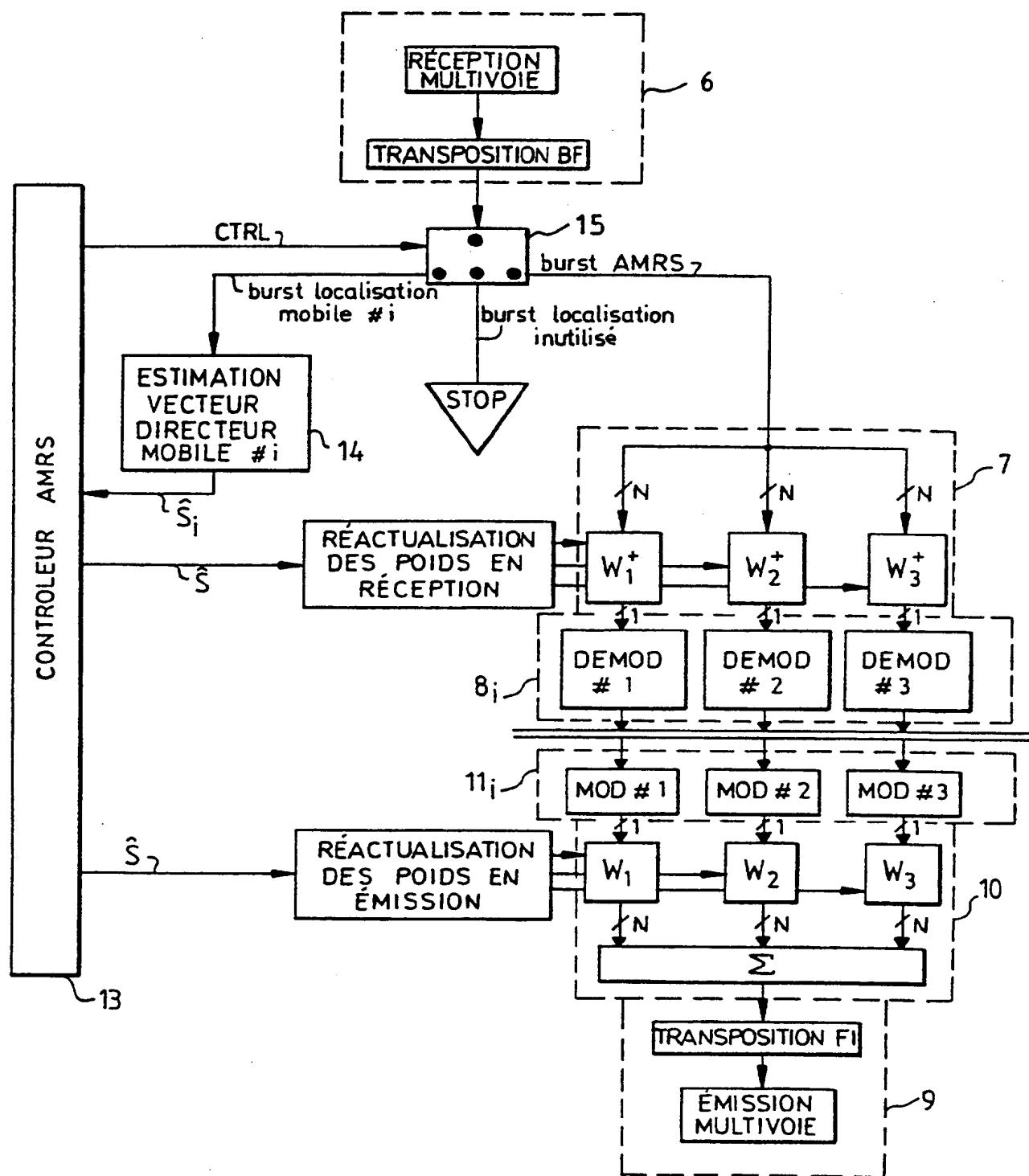


FIG. 4b

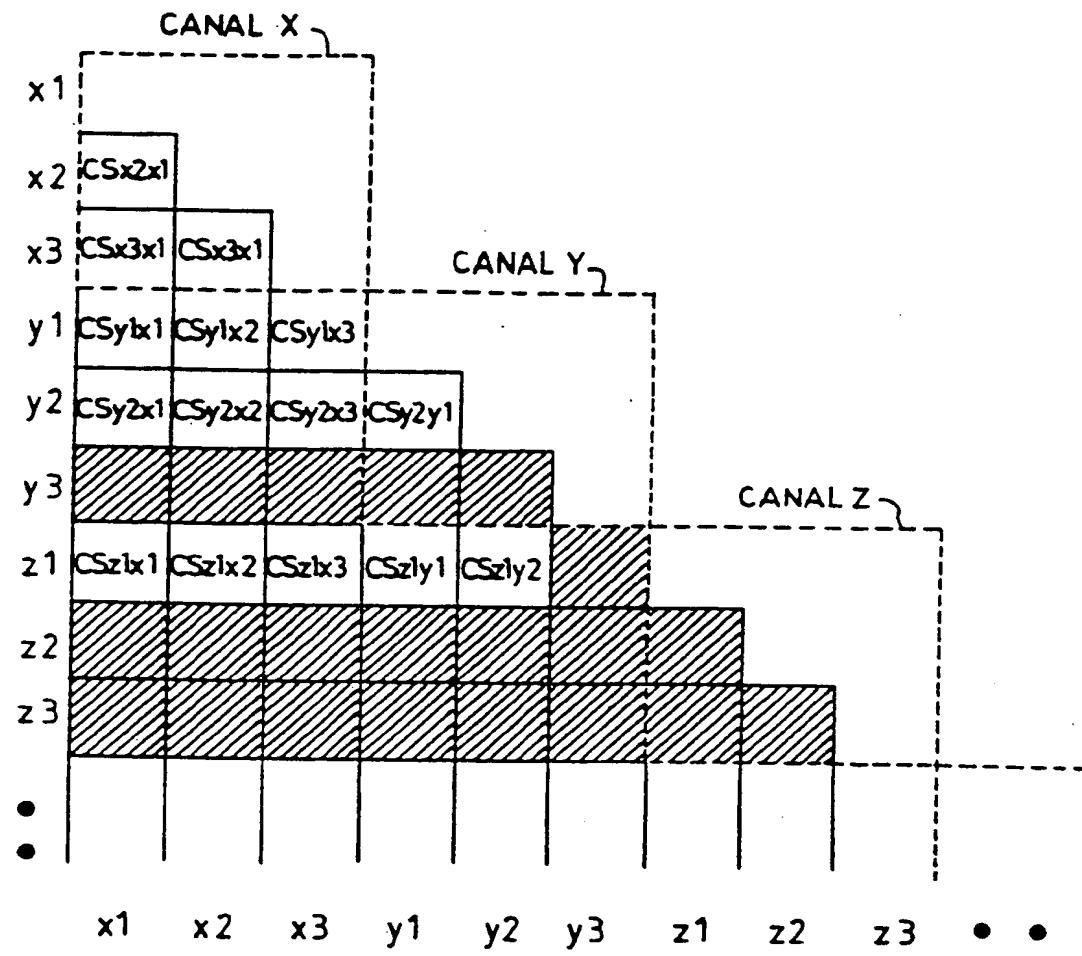


FIG. 7

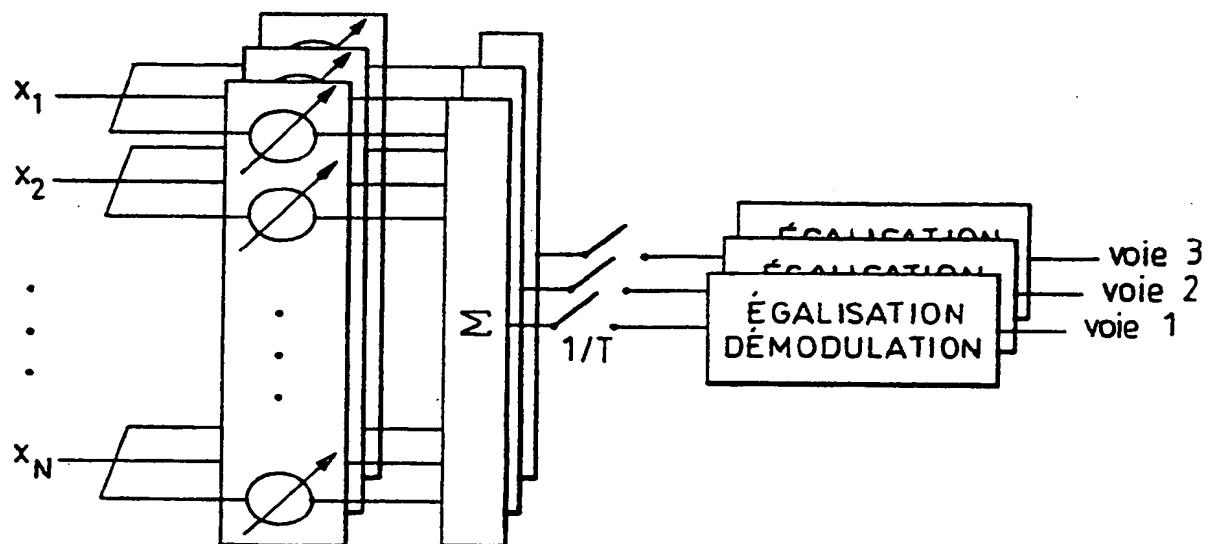


FIG.9

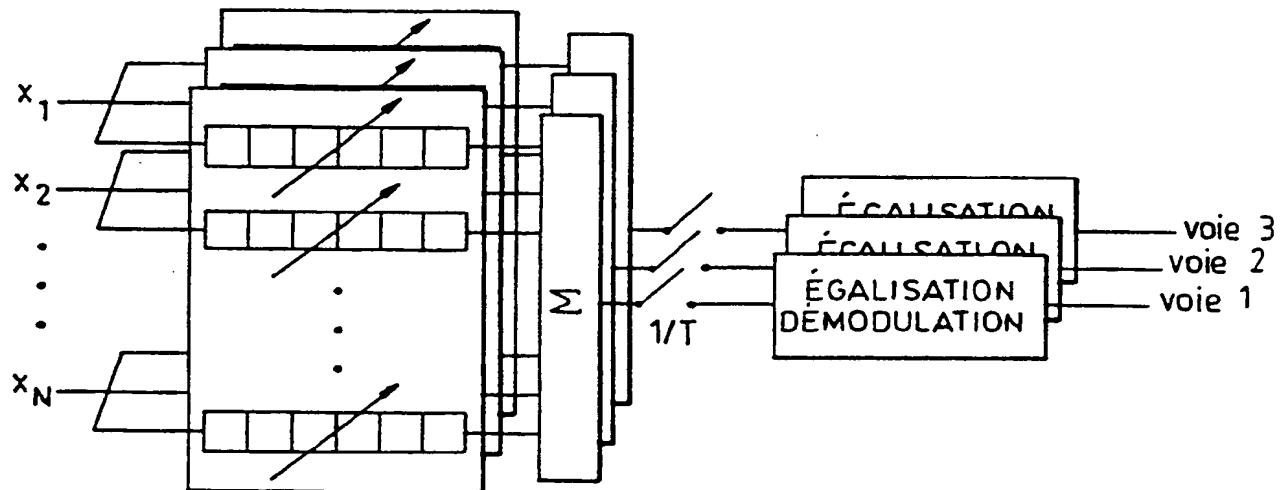


FIG.10

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Interr. App. cation No  
PCT/FR 96/01307

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
IPC 6 H04B7/04

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
IPC 6 H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

| Category | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages  | Relevant to claim No. |
|----------|---|-----------------------|
| A        | US,A,5 260 968 (GARDNER ET AL.) 9 November 1993<br>cited in the application<br>see abstract<br>see column 2, line 1 - line 30<br>see column 5, line 32 - column 7, line 14<br>---<br>IEE PROCEEDINGS F (RADAR AND SIGNAL PROCESSING), DEC. 1993, UK,<br>vol. 140, no. 6, ISSN 0956-375X,<br>pages 362-370, XP000605067<br>CARDOSO J F ET AL: "Blind beamforming for non-Gaussian signals"<br>cited in the application<br>see page 362, left-hand column, line 1 -<br>page 363, left-hand column, line 63<br>---<br>-/-/ | 1,7                   |
| A        |   | 1,7                   |

Further documents are listed in the continuation of box C.

Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents :

- \*'A' document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*'E' earlier document but published on or after the international filing date
- \*'L' document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*'O' document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*'P' document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

\*'T' later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

\*'X' document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

\*'Y' document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

\*'&' document member of the same patent family

1

Date of the actual completion of the international search

9 December 1996

Date of mailing of the international search report

08.01.97

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentstaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 cpo nl,  
Fax (+ 31-70) 340-3016

Authorized officer

Lydon, M

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Interr. PCT Application No  
PCT/FR 96/01307

| Patent document cited in search report | Publication date | Patent family member(s) |         | Publication date |
|--|------------------|-------------------------|---------|------------------|
| US-A-5260968                           | 09-11-93         | NONE                    |         |                  |
| -----                                  | -----            | -----                   | -----   | -----            |
| WO-A-9312590                           | 24-06-93         | US-A-                   | 5515378 | 07-05-96         |
|  |                  | AU-B-                   | 670766  | 01-08-96         |
|  |                  | AU-A-                   | 3145493 | 19-07-93         |
|  |                  | CA-A-                   | 2125571 | 24-06-93         |
|  |                  | EP-A-                   | 0616742 | 28-09-94         |
|  |                  | FI-A-                   | 942771  | 10-06-94         |
|  |                  | JP-T-                   | 7505017 | 01-06-95         |
|  |                  | US-A-                   | 5546090 | 13-08-96         |
| -----                                  | -----            | -----                   | -----   | -----            |

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Dem<sup>r</sup> Internationale No  
PCT/FR 96/01307

## C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

| Category | Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents  | no. des revendications visées |
|----------|---|-------------------------------|
| A        | <p>SIGNAL PROCESSING, APRIL 1994,<br/>NETHERLANDS,<br/>vol. 36, no. 3, ISSN 0165-1684,<br/>pages 287-314, XP000435669</p> <p>COMON P: "Independent component analysis,<br/>a new concept?"<br/>cité dans la demande<br/>voir page 290, colonne de gauche, ligne 19<br/>- ligne 40</p> <p>---</p>  | 1,7                           |
| A        | <p>WO,A,93 12590 (ARRAYCOMM) 24 Juin 1993<br/>cité dans la demande<br/>voir abrégé<br/>voir page 11, ligne 31 - page 13, ligne 34<br/>voir page 14, ligne 5 - ligne 27<br/>voir page 19, ligne 19 - page 20, ligne 10<br/>voir page 22, ligne 4 - ligne 14<br/>voir figures 4-8</p> <p>---</p>  | 11,25                         |
| A        | <p>CONFERENCE RECORD OF THE TWENTY-SEVENTH<br/>ASILOMAR CONFERENCE ON SIGNALS, SYSTEMS &amp;<br/>COMPUTERS, PACIFIC GROVE (US),<br/>1 - 3 Novembre 1993, LOS ALAMITOS (US),<br/>pages 1432-1436, XP000438543</p> <p>D.GERLACH: "BASE STATION TRANSMITTER<br/>ANTENNA ARRAYS WITH MOBILE TO BASE<br/>FEEDBACK"<br/>voir page 1432, colonne de gauche, ligne<br/>12 - page 1433, colonne de gauche, ligne 1<br/>voir page 1433, colonne de droite, ligne<br/>25 - ligne 43<br/>voir page 1433, colonne de gauche, ligne<br/>38 - colonne de droite, ligne 25</p> <p>-----</p> | 11,25                         |